

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-55142

(43) 公開日 平成11年(1999) 2月26日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 B 1/26

識別記号

F I

H 0 4 B 1/26

H

W

審査請求 未請求 請求項の数 1 F D (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平9-222948

(22) 出願日 平成9年(1997) 8月6日

(71) 出願人 000003595

株式会社ケンウッド

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号

(72) 発明者 清水 祐之

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式
会社ケンウッド内

(72) 発明者 白石 意一

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式
会社ケンウッド内

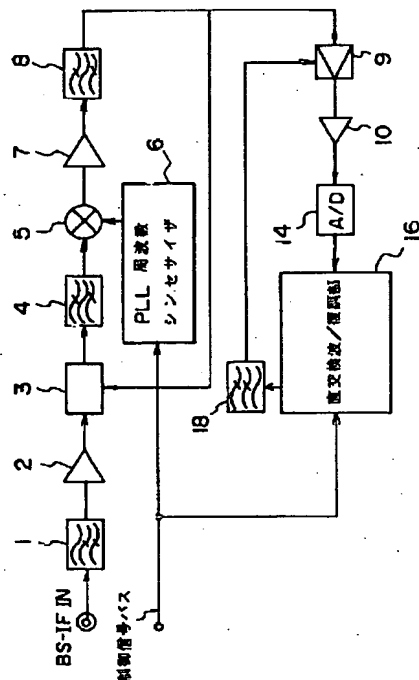
(74) 代理人 弁理士 砂子 信夫

(54) 【発明の名称】 デジタル衛星放送受信機

(57) 【要約】

【課題】 中間周波数が低くでき、かつ回路規模が小さくて済むデジタル衛星放送受信機を提供する。

【解決手段】 デジタル衛星放送受信機において、受信周波数を低い側の周波数部分と高い側の周波数部分に2分し、PLL周波数シンセサイザからなる局部発振器6の発振周波数を前記低い側の周波数部分に対しては下側ヘテロダインの周波数に設定し、かつ前記高い側の周波数部分に対しては上側ヘテロダインの周波数に設定することによって、中間周波数が低くできて、中間周波信号を直接A/D変換できて、回路規模が小さくなる。



BCA/A C RCA89656
CITED BY APPLICANT

【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル衛星放送受信機において、受信周波数を低い側の周波数部分と高い側の周波数部分にともに2分し、局部発振周波数を前記低い側の周波数部分に対しては下側ヘテロダインの周波数に設定し、かつ前記高い側の周波数部分に対しては上側ヘテロダインの周波数に設定することを特徴とするデジタル衛星放送受信機。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】 本発明は放送衛星（BS）デジタル放送受信機等のデジタル衛星放送受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来のデジタル衛星放送受信機、例えばBSデジタル放送受信機では図5に示すように、入力されて周波数変換されたBS-中間周波信号はハイパスフィルタ1によって不要低域成分が除去され、増幅器2にて増幅のうえ、自動利得制御回路3によってレベルが一定に制御されて、自動利得制御回路3の出力信号はトラッキングフィルタ4を介して送出される。トラッキングフィルタ4を介して送出された信号はPLL周波数シンセサイザからなる局部発振器6Aからの発振出力とミキサ5において乗算されて周波数変換され、479.5MHz帯の中間周波数信号にダウンコンバートされる。

【0003】 この場合、局部発振周波数には上側ヘテロダインの周波数が採用されてBS-中間周波信号よりも高く設定され、各チャンネルに対するBS-中間周波帯域のセンタ周波数および局部発振周波数との対応は、日本においては図6に示すごとくである。図7（a）および（b）はBS帯域およびBS-中間周波信号の各チャンネルの周波数関係を示す。ミキサ5からの出力は増幅器7によって増幅のうえ例えばSAWバンドパスフィルタ8によって希望の受信周波数のチャンネルの成分のみを取り出すように構成され、SAWバンドパスフィルタ8の出力は自動利得制御回路3にフィードバックされて、利得制御のためにも使用されている。

【0004】 例えば、チャンネル「7」（CH=7）を選択した場合、制御信号バスから局部発振器6Aにチャンネル「7」の局部発振周波数のためのデータが送られて、局部発振器6Aから1644.06MHzの局部発振周波数の発振出力が送出される。周波数変換後の周波数関係は、図7（c）および（d）に示すごとくであって、図7（c）は周波数変換された中間周波帯域、図7（d）は局部発振周波数1644.06MHz、すなわちチャンネル「7」を選択したときにおける周波数変換された他の各チャンネルの周波数を示し、SAWバンドパスフィルタ8の帯域幅は27MHzに設定されている。

【0005】 なお、上側ヘテロダインのために図7（d）に示すように各チャンネルの周波数スペクトル関

係は反転されていて、チャンネル番号のうえに線を付して示し、BはSAWバンドパスフィルタ8の帯域幅を示している。図7（e）はSAWバンドパスフィルタ8にて帯域制限されてチャンネル「7」が選択されたときの周波数帯域を示している。

【0006】 SAWバンドパスフィルタ8を介して取り出された希望チャンネルの成分は自動利得制御回路9にてレベルが一定となるように増幅され、増幅器10にて増幅のうえ、直交検波器11によって準同期検波されて、ベースバンド信号I、Qが出力される。ベースバンド信号I、Qは折り返し雑音防止のためにそれぞれローパスフィルタ12-1、12-2で高域成分が除去されて、増幅器13-1、13-2にて増幅のうえ、A/D変換器14-1、14-2にてデジタル信号に変換されて、復調部15で復調される。復調部15からローパスフィルタ18を介して取り出された信号成分は可変利得制御回路9へ供給して自動利得制御を行っている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、上記したような従来のデジタル衛星放送受信機では、中間周波数に変換する際に、局部発振周波数に上側ヘテロダインの周波数のみを使用しているために、中間周波数が高くなって、中間周波信号を直接A/D変換するためには、A/D変換器の周波数限界の都合上困難であるという問題点があった。また、中間周波数を低くしようとした場合、イメージ周波数が隣接チャンネルの周波数とオーバーラップするために、周波数変換用の回路が2組必要となるという問題点が生ずる。

【0008】 さらに、上記した従来のデジタル衛星放送受信機では、直交検波用のミキサ、90度移相器および発振器が必要となるという問題点もあり、さらにベースバンド信号のための増幅器およびフィルタが2組必要となるという問題点もあった。

【0009】 そのうえ、直交検波をアナログ方式によって行っているために、90度移相器の周波数対位相特性および周波数対振幅特性が平坦な特性ではないため、ベースバンド信号I、Qの位相誤差および振幅誤差が生じ、これによって固定劣化が生ずるという問題点があった。

【0010】 本発明は中間周波数が低くでき、かつ回路規模が小さくてすむデジタル衛星放送受信機を提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】 本発明にかかるデジタル衛星放送受信機は、デジタル衛星放送受信機において、受信周波数を低い側の周波数部分と高い側の周波数部分にともに2分し、局部発振周波数を前記低い側の周波数部分に対しては下側ヘテロダインの周波数に設定し、かつ前記高い側の周波数部分に対しては上側ヘテロダインの周波数に設定することを特徴とする。

【0012】本発明にかかるデジタル衛星放送受信機は、受信周波数を低い側の周波数部分と高い側の周波数部分に2に2分され、局部発振周波数が前記低い側の周波数部分に対しては下側ヘテロダインの周波数に設定され、かつ前記高い側の周波数部分に対しては上側ヘテロダインの周波数に設定されるため、中間周波数が低く設定できて、従来の方式で使用しているものと同程度の上限周波数限界があるA/D変換器によってもデジタル変換ができ、A/D変換器が1つですみ、かつ周波数変換のための回路が1つですみ、さらにアナログ方式の直交検波用ミキサ、発信器が不要となり、直交検波以降がデジタル信号のためにベースバンド信号I、Qで位相誤差および振幅誤差を生ぜず、固定劣化が少なくなる。

【0013】

【発明の実施の形態】以下、本発明にかかるデジタル衛星放送受信機を実施の形態によって説明する。本発明の実施の一形態ではBSデジタル放送受信機の場合を例示している。図1は本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機の構成を示すブロック図であり、図2は本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機の各チャンネルに対するBS-中間周波帯域のセンタ周波数および局部発振周波数との対応を示す図である。

【0014】本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機は、図5に示した従来のBSデジタル放送受信機と同等の構成要素のは同一の符号を付して示してある。

【0015】入力されたBS-中間周波信号はハイパスフィルタ1によって不要低域成分が除去され、増幅器2にて増幅のうえ、自動利得制御回路3によってレベルが一定に制御されて、自動利得制御回路3の出力信号はトラッキングフィルタ4を介して送出される。トラッキングフィルタ4を介して送出された信号はPLL周波数シンセサイザからなる局部発振器6からの発振出力とミキサ5において乗算されて周波数変換され、76.72MHz帯の中間周波信号にダウンコンバートされる。

【0016】ここで、中間周波信号に変換のために、全チャンネルを上下半分づつに区切り、局部発振器6の発振周波数を受信周波数の低い側のチャンネルは下側ヘテロダインの周波数に、受信周波数の高い側のチャンネルは上側ヘテロダインの周波数に設定して周波数変換を行わせる。このようにすることによって中間周波信号の周波数を従来の中間周波信号の周波数よりも低い周波数にすることができる。

【0017】いま、チャンネルの数をX、チャンネル間隔をY(MHz)とすると周波数変換により得られる最小の中間周波数Fif(MHz)は、
$$Fif = Y \cdot X / 4$$
とする。

【0018】BSデジタル放送のようなチャンネルの数

X=8、チャンネル間隔Y=38.36MHzの場合、Fif=76.72MHzとなり、この周波数まで中間周波数低くしても他のチャンネルとの干渉はおきない。このようにチャンネルによって周波数変換用の局部発振周波数を上側ヘテロダインの周波数と、下側ヘテロダインの周波数とに切り替えることによって中間周波数を低くすることができる。

【0019】中間周波数がFif=76.72MHzになるように局部発振器6の発振周波数を設定した時、各チャンネルに対するBS-中間周波帯域のセンタ周波数および局部発振周波数は図2に示すごとくである。図2において従来の方式(上側ヘテロダインのみ)の場合での局部発振周波数も参考のために示してある。

【0020】ミキサ5において周波数変換された信号は、増幅器7によって増幅のうえ例えばSAWバンドパスフィルタ8によって希望の受信周波数のチャンネルの成分のみが取り出される。SAWバンドパスフィルタ8の出力は自動利得制御回路3にフィードバックされて、利得制御のためにも使用されている。SAWバンドパスフィルタ8を介して取り出された希望チャンネルの信号成分は自動利得制御回路9にてレベルが一定となるように増幅され、増幅器10にて増幅のうえ、A/D変換器14にてデジタル信号に変換され、直交検波/復調部16で検波/復調される。直交検波/復調部16からローパスフィルタ18を介して取り出された信号成分は可変利得制御回路9へ供給して自動利得制御を行っている。

【0021】なお、ここで、制御信号バスからは、チャンネル番号に対する局部発振器6の発振周波数を設定するために、局部発振器6を形成するPLL周波数シンセサイザに分周比を設定するためのデータを送出し、直交検波/復調部16に対して復調集積回路のためのデータを送出している。

【0022】上記のように、受信周波数の低い側のチャンネルと受信周波数の高い側のチャンネルとに2つに区分して、局部発振器6の発振周波数を下側ヘテロダインの周波数とし、上側ヘテロダインの周波数として周波数変換を行ったときは、例えばチャンネル「1」を選択したときを例に周波数変換後の周波数関係を示せば、局部発振器6の周波数は972.76MHzとなり、図3(a)に示すようにチャンネル「1」の1チャンネルだけをSAWフィルタ8によって他のチャンネルと重複することなく選択することができる。ここで、図3(a)においてBはSAWバンドパスフィルタ8の帯域幅を示している。

【0023】仮に、全てのチャンネルで上側ヘテロダインの周波数による周波数変換を行った場合において、チャンネル「1」を選択したとき、局部発振周波数は1126.20MHzとなって、図3(b)に示すようにチャンネル5は周波数零の位置において折り返し、チャンネル「1」とチャンネル「9」とは重なってしまつて、

チャンネル n の1チャンネルだけをSAWフィルタ8によって重複することなく選択することができない。しかし、本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機では図3(a)に示した如くかかることは発生しない。

【0024】上記のように、本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機では中間周波数を低くすることができるために、SAWバンドパスフィルタ8によって選択された信号をA/D変換器14によって直接A/D変換をすることが可能となり、デジタル方式によって直交検波以降を行うことができることになる。

【0025】したがって、従来用いたアナログ方式の直交検波器11は不要となって、直交検波用のミキサ、90度移相器および発振器が必要となるという問題点は解消し、さらにベースバンド信号I、Qでの位相誤差および振幅誤差による固定劣化はなくなり、さらにまた、ベースバンド信号のための増幅器およびフィルタが2組必要であるという問題点も解消する。

【0026】また、上記のように構成した本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機において、ミキサ5に入力される信号とミキサ5による周波数変換後の信号とについて局部発振器6の発振周波数が下側ヘテロダインの周波数の場合は、図4(a)に示すようにそのままの周波数スペクトル関係、すなわちチャンネルの上側の周波数は周波数変換後も上側にある周波数関係で変換される。ミキサ5に入力される信号とミキサ5による周波数変換後の信号とについて局部発振器6の発振周波数が上側ヘテロダインの周波数の場合は、図4(b)に示すように周波数スペクトル関係は反転、すなわちチャンネルの上側の周波数は周波数変換後下側に移動する反転関係で変換される。

【0027】しかし、図4(b)に示すように周波数関係が反転しても、直交検波/復調部16においてベースバンド信号のI軸とQ軸とを入れ替えることによって復調することができる。

【0028】なお、上記した例においては、チャンネルの数が偶数の場合を例示したが、チャンネルの数が奇数であって $X/4$ にて割り切れないときにも適用することができる。この場合には2分した結果、受信周波数の低い側のチャンネルの数と、残りの受信周波数の高い側のチャンネルの数との間にチャンネルの数で1チャンネルの差があるが、この1つのチャンネルを受信周波数の低い側のチャンネルの方に割り当てても、受信周波数の高い側のチャンネルの方に割り当てても差し支えない。

【0029】

【発明の効果】以上説明したように本発明にかかるデジタル衛星放送受信機によれば、中間周波数が低くできるので従来の方式で使用しているものと同程度の上限周波数限界があるA/D変換器によってデジタル変換ができ、A/D変換器が1つですむという効果が得られる。また、周波数変換のための回路が1つですみ、アナログ方式の直交検波用ミキサ、発振器が不要となり、直交検波以降がデジタル信号のためにベースバンド信号I、Qで位相誤差および振幅誤差を生ぜず、固定劣化が少なくなるという効果が得られる。また、ベースバンド信号I、Q増幅のための増幅器、フィルタも不要となるという効果も得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機の構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機の各チャンネルに対するBS-中間周波帯域のセンタ周波数および局部発振周波数との対応を示す図である。

【図3】本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機による場合のチャンネル選択の説明に供する周波数関係図である。

【図4】本発明の実施の一形態にかかるBSデジタル放送受信機の作用の説明に供する周波数関係図を示すである。

【図5】従来のBSデジタル放送受信機の構成を示すブロック図である。

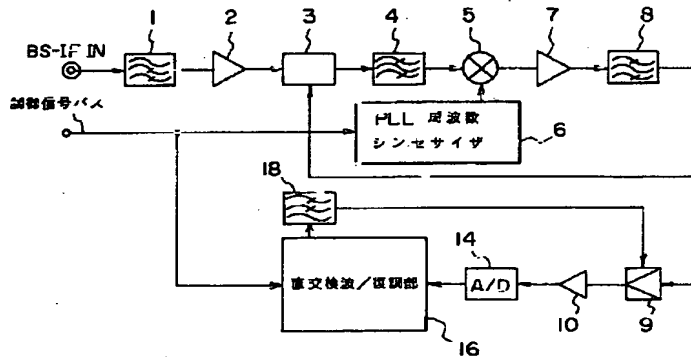
【図6】従来のBSデジタル放送受信機の各チャンネルに対するBS-中間周波帯域のセンタ周波数および局部発振周波数との対応を示す図である。

【図7】従来のBSデジタル放送受信機の作用の説明に供する周波数関係を示す図である。

【符号の説明】

- 1 ハイパスフィルタ
- 2、7および10 増幅器
- 3および9 自動利得制御回路
- 4 トラッキングフィルタ
- 5 ミキサ
- 6 局部発振器
- 8 SAWバンドパスフィルタ
- 14 A/D変換器
- 15 直交検波/復調部

【図1】



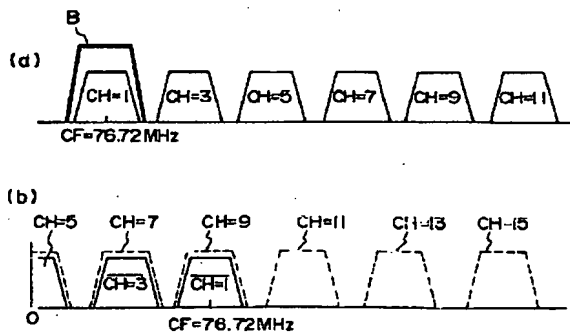
【図6】

チャンネル	BS-IF センタ周波数 (MHz)	局部発振周波数 (MHz)
1	1049.48	1528.98
3	1087.84	1567.34
5	1126.20	1605.70
7	1164.56	1644.06
9	1202.92	1682.42
11	1241.28	1720.78
13	1279.64	1759.14
15	1318.00	1797.50

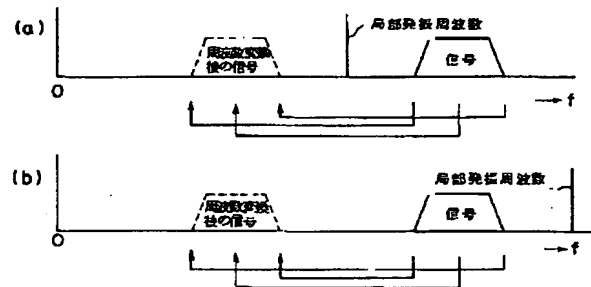
【図2】

チャンネル	BS-IF センタ周波数 (MHz)	従来の方式 (UPDR) での局部発振周波数 (MHz)	本方式での局部発振周波数 (MHz)	
1	1049.48	1126.20	972.76	下側ヘテロダイン
3	1087.84	1164.56	1011.12	下側ヘテロダイン
5	1126.20	1202.92	1049.48	下側ヘテロダイン
7	1164.56	1241.28	1087.84	下側ヘテロダイン
9	1202.92	1279.64	1279.64	上側ヘテロダイン
11	1241.28	1318.00	1318.00	上側ヘテロダイン
13	1279.64	1356.36	1356.36	上側ヘテロダイン
15	1318.00	1394.72	1394.72	上側ヘテロダイン

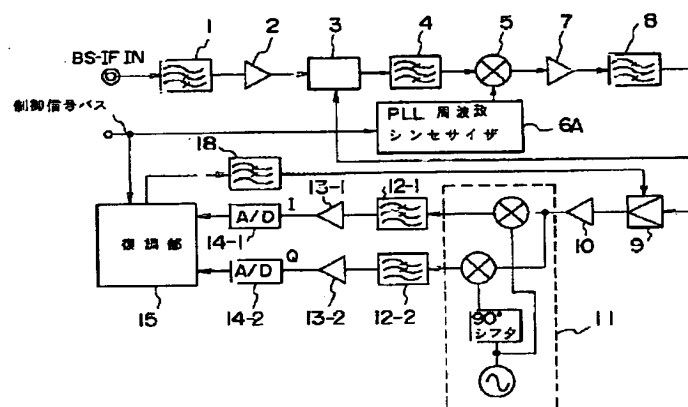
【図3】



【図4】



【図5】



【図7】

